

■10 群 (集積回路) - 8 編 (集積化センサとマイクロマシン)

8 章 移相器とアンテナ

【本章の構成】

本章では以下について解説する.

8-1 はじめに

8-2 移相器

8-3 アンテナ

8-4 まとめ

補遺 8-A 無損失 Loaded-line 移相器

8 章演習問題

■10 群-8 編-8 章

8-1 はじめに

(執筆者：鈴木健一郎) [2018 年 10 月 受領]

無線通信において搬送するデータ量が大きくなるに従って、信号を広帯域に分散させたり、高い周波数を持つ搬送波で伝送したりすることが必要になる。このため、今日、無線システムの高周波化、広帯域化が強く要求されている。一方、電磁波は周波数が増大するに従って空気中での減衰が増大するという性質があるため、60 GHz のミリ波帯を利用する無線システムでは指向性を持つ電磁波ビームを使用して遠方まで電磁波を搬送することになる。しかし、移動無線システムにこのミリ波帯電磁波を応用するにはこの指向性ビームを走査することが必要である。

近年、車の衝突防止のためにミリ波レーダの使用が注目されているが、現在のミリ波レーダは機械式走査を利用してビーム走査するために走査速度が遅く、このため、広い角度にわたって電磁波を送受できないという課題がある（車のミリ波レーダでは、1 走査に 1 ミリ秒程度の高速走査が要求される。時速 100 km の車は 1 ミリ秒で 2.8 cm 移動する）。これに対して、図 1・1 に示す波の干渉を利用した電子式ビーム走査を行うフェイズドアレイアンテナ (PAA) 方式は、電子スイッチの切り替え速度が速いため高速走査が可能であるという特徴を持っている。しかし、多数の電子部品が必要なため構造が複雑でコストが高いという問題があるために、一部の特殊な分野に限定して利用されている。

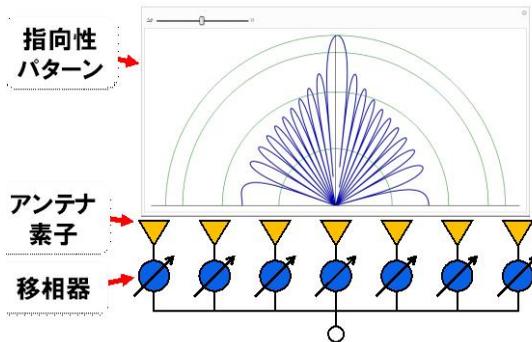
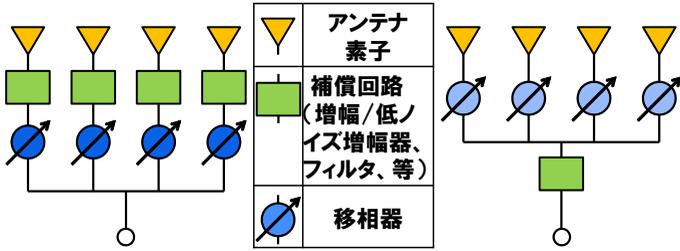


図 1・1 フェイズドアレイアンテナ (PAA) 方式の模式図

図 1・2 は PAA の構成を模式的に示したものである。PAA は、多数のアンテナ、各々のアンテナに接続する電磁波の位相を制御する移相器、更に送信のためのパワー増幅器（受信のための低ノイズ増幅器）から構成されている。半導体デバイスを利用した移相器（図 1・2(a)）では、半導体デバイスの大きな損失と歪みの特性を補償するために、移相器とアンテナの接続点のそれぞれに増幅機能を持つ補償回路を設けることが必要である。一方、MEMS スイッチを利用した移相器（図 1・2(b)）の場合には、MEMS スイッチの優れた特性のために移相器とアンテナのそれぞれ接続点に補償回路を設ける必要がないために、送受信回路要素を著しく減らすことができ、この結果、小型化と低コストの PAA システムが実現できると期待される。



(a) 半導体デバイスを使用した移相器

(b) MEMS スイッチを使用

図 1・2 PAA の構成

本節では、MEMS スイッチを搭載した移相器と近未来技術としての期待が大きい PAA の研究例を紹介する。

■10 群-8 編-8 章

8-2 移相器

(執筆者：鈴木健一郎) [2018 年 10 月 受領]

位相を制御する移相器について過去に多くの研究がなされてきた。MEMS 移相器の基本構成は、これら過去の移相器の研究成果を直接に利用したものが大半で、本節ではスイッチドラインとローディドラインの 2 つの移相器について述べる。なお、多数の MEMS スイッチを導波路に並べた分布型 MEMS 移相器は MEMS 技術の特徴をうまく利用したものであり、文献 1) に詳述されている。

8-2-1 設計原理

移相器は、入力信号を参照信号と遅延信号の 2 つの高周波信号に変換することによって、両者の位相差を生成する。2 つの出力信号を切り替える際にスイッチを使用するが、スイッチ挿入の際の伝送線路の長さの影響を抑制するために、 $\lambda/4$ スタブ回路がしばしば用いられる。

(1) 伝搬波長

高周波回路では基板の比誘電率の影響により、伝送線路を流れる信号の波長が真空中の波長 λ_0 よりも短くなるという波長短縮が起こる。基板上に作製された伝送線路を伝搬する波長は

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2 \cdot 1)$$

と与えられる²⁾。ここで、 ϵ_{eff} は実効比誘電率であり、伝送方式により異なる値を持つ。比誘電率 ϵ_r を持つ基板の上に形成されたマイクロストリップ回路及び CPW の場合には、実効比誘電率は

$$\epsilon_{\text{eff}} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2 \cdot 2)$$

である。このように、伝搬波長が基板の比誘電率に従って短くなることから、大きな比誘電率を持つ基板の上に形成された伝送線路を流れる信号波長は大きく短縮されることとなる。この結果、大きな比誘電率を持つ基板を使用すると高周波回路を小さく設計することが可能になる。

MEMS アンテナで利用されるいくつかの基板の代表的なパラメータを表 2・1 に示す。誘電正接は誘電体損失の大きさを示すパラメータであり、この値が小さいほど損失が小さいことを表している。また、誘電正接は一般に周波数に依存して増大する。

表 2・1 各種基板材料の電気的性質 (< 30 GHz)

	比誘電率 ϵ_r	誘電正接 $\tan \delta$	電気抵抗率 [$\Omega \cdot \text{cm}$]
FR-4	4.3	0.025	1×10^{15}
Pyrex Glass (#7740)	4.6	0.005 以下	1×10^8 以上
高抵抗 Si	11.9	0.005 以下	1×10^3 以上
GaAs	12.8	0.005 以下	1×10^7 以上

表 2・1 の比誘電率と式 (2・1) 及び式 (2・2) を用いると、高抵抗シリコン基板の上に形成された 24 GHz 高周波回路の伝搬波長として約 4.92 mm が得られる。これは真空中の伝搬波長 12.5 mm

に対して $1/2.54$ の波長短縮が生じたことを意味する。なお、FR-4 基板の上に形成された高周波回路の伝搬波長は約 7.68 mm である。

(2) $\lambda/4$ スタブ伝送線路

本節では、図 2・1 に示すように、分岐した伝送線路の先端をグラウンド (GND) に短絡させた回路を検討する。

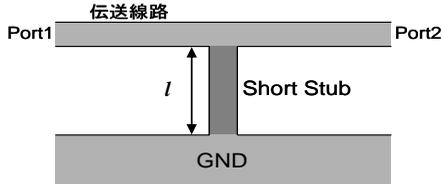


図 2・1 長さ l の短絡スタブ回路

図 2・1 に示す長さ l の伝送線路は 6 章 6-6 節で検討した短絡スタブ回路である。このスタブ線路の規格化入力インピーダンスは、先に示したように、

$$z(l) = j \tan \beta l = j \tan 2\pi \left(\frac{l}{\lambda_g} \right) \quad (6 \cdot 1)$$

と与えられる。ここで、 λ_g は式(2・1)で与えられる伝搬波長を示している。この入力インピーダンスは線路長 l の関数であり、 l/λ_g が $1/4$ となる位置では入力インピーダンスが無限大となる。これは伝送線路に $\lambda_g/4$ 線路の分岐がない状態と等しいことを意味している。すなわち、スタブ長 l が $\lambda_g/4$ のときには、ポート 1 及び 2 にスタブの影響は及ぶことがない。この性質を利用した移相器を以下に示す。

(3) スイッチドライン移相器

図 2・2 は Switched-line 移相器の原理を模式的に示したものである。この移相器は出力信号の位相を変化させるために 3 個の (並列接続型) MEMS スイッチを使用しており、入力及び出力ポートから $\lambda/4$ の位置に設けられている。入力及び出力ポートのそれぞれは 2 つに分岐しており、上側の伝送線路 (遅延線路) は下側のもの (参照線路) に比べて電気長 ($2\pi(\text{線路長}/\lambda_g)$) が $\Delta\phi$ だけ長く設計されている。すなわち、線路長さ差が l のときの位相差は

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{l}{\lambda_g} = 2\pi \frac{l}{c_g} f \quad (2 \cdot 3)$$

である。ここで、 λ_g, c_g はそれぞれ導波路を伝搬する波長 (式(2・1)) と速度である。また、周波数を f とした。この遅延線路を伝搬する信号は参照線路を伝搬する場合に比べて位相が $\Delta\phi$ だけ遅れる。式(2・3)に示すように、スイッチドライン移相器の移相量 $\Delta\phi$ は周波数に比例して増大する。

遅延及び参照線路への切り替えは 3 個の MEMS スイッチを使用して以下のようになされる。

- i) 遅延線路の 2 つのスイッチを閉じる (参照線路のスイッチは開く) と、入力ポートの信号は下側の参照線路を通して出力ポートに搬出される。
- ii) 一方、参照線路のスイッチを閉じる (遅延線路の 2 つのスイッチは開く) と、入力ポートの信号は上側の遅延線路を通して出力ポートに搬出される。

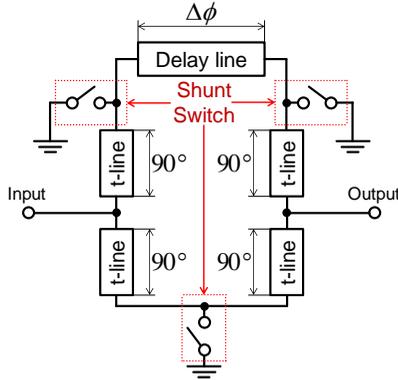


図 2・2 Switched-line 移相器の模式図

ここで、スイッチが閉じたときに形成される $\lambda_g/4$ スタブ回路の入カインピーダンスが入出力ポートのそれぞれに対して無限大（すなわち開放）になることが重要である。このため、遅延及び参照線路のそれぞれを互いに独立して動作させることが可能になる。

図 2・3 はスイッチドライン移相器を利用した 3 ビット移相器の構成を模式的に示したものである。それぞれの移相器で $45^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ の移相を行うことによって、 $0 \sim 315^\circ$ までの範囲で 45° 刻みの移相を実現することができる。スイッチドライン移相器は原理が直截的であり、任意の移相角を実現することができる反面、デバイス寸法が大きいという欠点がある。このため、大きな移相角を実現するのに利用される。

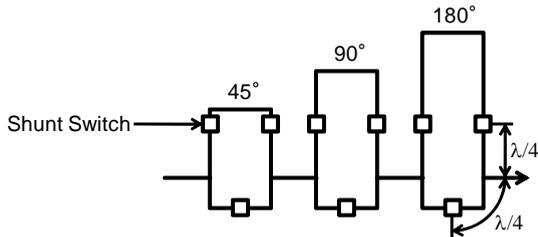


図 2・3 スwitchドライン移相器を利用した 3 ビット移相器の模式図

(4) ローディドライン移相器

図 2・4 は無損失 Loaded-line 移相器の構成を示したものであり、2 種類の負荷（サセプタンス B_1 及び B_2 ）が特性インピーダンス Z_C を持つ電気長 θ の伝送線路の両側に並列に挿入された構造を持つ³⁾。4 個のパラメータ B_1, B_2, Z_C, θ は多数の組合せが存在する。いま、 B_1, B_2 によって移相器の位相がそれぞれ $(-\pi/2 - \Delta\phi/2)$ と $(-\pi/2 + \Delta\phi/2)$ だけ遅れるとすると以下の関係式が成立する（補遺 8-A 参照）。

$$B_1 = Y_0 \left[\frac{\cos \theta}{\cos(\Delta\phi/2)} + \tan(\Delta\phi/2) \right] \quad (2 \cdot 4a)$$

$$B_2 = Y_0 \left[\frac{\cos \theta}{\cos(\Delta\phi/2)} - \tan(\Delta\phi/2) \right] \quad (2 \cdot 4b)$$

$$Z_c = Z_0 \frac{\cos(\Delta\phi/2)}{\sin \theta} \quad (2 \cdot 4c)$$

ここで、 Z_0 と Y_0 はそれぞれ入出力ポートの特性インピーダンスと特性アドミタンスである。2種類のサセプタンス B_1, B_2 の切り替えは連動して動作する2個のスイッチによって行われる。

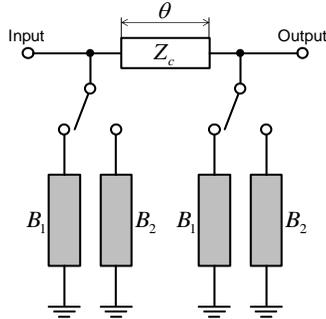


図 2・4 無損失 Loaded-line 移相器の模式図

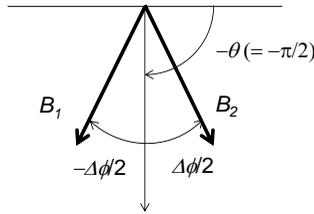


図 2・5 サセプタンス B_1, B_2 による移相器の位相遅れを示す位相ベクトル図

図 2・5 はサセプタンス B_1, B_2 によって移相器の位相遅れが $-\pi/2 - \Delta\phi/2$ から $-\pi/2 + \Delta\phi/2$ まで $\Delta\phi$ だけ変化する様子を位相ベクトル図によって示したものである。この図から分かるように Loaded-line 移相器では 180 度以上の大きな移相を実現することは不可能である。また、Switched-line 移相器に比較して移相器の寸法を小型にすることができる（すなわち低損失になる）という特徴がある。

次に、この Loaded-line 移相器を並列 MEMS スイッチを利用して実現することを考える。 $\theta = \pi/2$ に設定すると、サセプタンス B_1, B_2 は式 (2・2) より以下のように簡略化される。

$$B_{1,2} = \pm Y_0 \tan(\Delta\phi/2) \quad (2 \cdot 5)$$

このとき $B_1 = -B_2$ となり、(損失が小さい場合には) 2 つのアドミタンスは複素共役量となる。

一方、無損失の短絡伝送線路 (Short-stub) の入力インピーダンスは 6 章 6-6 節式 (6・1) で与

えられ、このアドミタンスは以下ようになる。

$$Y(l) = -jY_{ss} \cot 2\pi \left(\frac{l}{\lambda} \right) = -jY_{ss} \cot \theta \quad (2 \cdot 6)$$

ここで、 Y_{ss} は Short-stub の特性アドミタンスであり、通常、特性インピーダンス $1/Y_{ss}$ を $60 \sim 80 \Omega$ と少し高めに設計する。式(2.4)から、電気長 $\theta_1 + \theta_2$ を持つ Short-stub のサセプタンス B_1 と電気長 θ_1 を持つ Short-stub の B_2 が

$$B_1 = -Y_{ss} \cot(\theta_1 + \theta_2) = Y_{ss} \tan \left(\theta_1 + \theta_2 - \frac{\pi}{2} \right) \quad (2 \cdot 7a)$$

$$B_2 = -Y_{ss} \cot(\theta_1) = -Y_{ss} \tan \left(-\theta_1 + \frac{\pi}{2} \right) \quad (2 \cdot 7b)$$

と与えられる。 Y_{ss} の値が Y_0 に近いと考えると、式(2.5)と式(2.6)より以下の近似関係が得られる。

$$\begin{aligned} \theta_1 + \theta_2 &= \frac{\pi}{2} + \frac{\Delta\phi}{2} \\ \theta_1 &= \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta\phi}{2} \end{aligned} \quad (2 \cdot 8)$$

すなわち、2つのサセプタンス B_1 及び B_2 の電気長はそれぞれ $\pi/2$ より $\Delta\phi/2$ だけ長いものと短いものとなる。

図 2.6 は並列接続スイッチを利用して Short-stub の長さを変化させた Loaded-line 移相器の構成を示したものである。 $\Delta\phi$ の移相は、2 個の MEMS スイッチを以下のように使用して Short-stub の長さを切り替えることによって実現される。

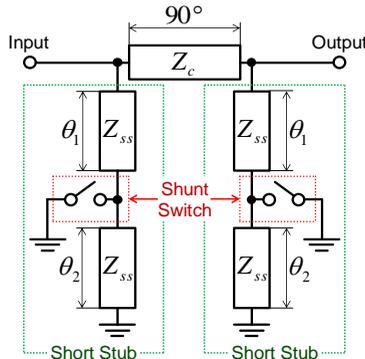


図 2.6 並列接続スイッチを利用した Loaded-line 移相器

- i) 2つのスイッチを開くと、Short-stub の電気長は $\theta_1 + \theta_2$ (サセプタンス B_1) となり、図 2.5 に示すように、入力信号と $-\pi/2 \pm \Delta\phi/2$ だけ位相が遅れた信号が出力ポートに搬出される。
- ii) 2つのスイッチを閉じると、short-stub の電気長は θ_1 (サセプタンス B_2) となり、図 2.5 に示すように、入力信号と $-\pi/2 + \Delta\phi/2$ だけ位相が遅れた信号が出力ポートに搬出され

る。

このようにして、スイッチを閉じることによってスイッチが開いているときの信号に比べて $+\Delta\phi$ だけ位相が進んだ信号を形成することができる。

表 2・2 は 3 種類のローディッドライン移相器の各パラメータの一例を示したものである。ローディッドライン移相器は実装面積が小さく低損失であるという利点の一方で、大きな移相差を得ようとするときバンド幅が狭くなるという欠点があり、また 180° の移相器に至っては B_1 、 B_2 がともに 0 となるために実現できないという問題がある。

表 2・2 ローディッドライン移相器の各パラメータの一例

22.5° 移相器							
Z_0 [Ω]	50						
Z_c [Ω]	49.04						
Z_{ss} [Ω]	50	55	60	65	70	75	80
θ_1 [deg]	78.75	77.66	76.58	75.50	74.44	73.39	72.35
θ_2 [deg]	22.50	24.68	26.85	29.00	31.12	33.23	35.31
45° 移相器							
Z_0 [Ω]	50						
Z_c [Ω]	46.19						
Z_{ss} [Ω]	50	55	60	65	70	75	80
θ_1 [deg]	67.50	65.50	63.57	61.70	59.89	58.15	56.47
θ_2 [deg]	45.00	48.99	52.86	56.60	60.22	63.71	67.07
90° 移相器							
Z_0 [Ω]	50						
Z_c [Ω]	35.36						
Z_{ss} [Ω]	50	55	60	65	70	75	80
θ_1 [deg]	45.00	42.27	39.81	37.57	35.54	33.69	32.01
θ_2 [deg]	90.00	95.45	100.4	104.9	108.9	112.6	116.0

8-2-2 ハイブリッド 2.5 GHz 移相器

図 2・7 は、4 ビット移相器とこの移相器を搭載したフェイズドアレイアンテナの模式図を示したものである。移相器は、2 種類のローディッドライン移相器 (22.5° と 45°) 及びスイッチドライン移相器 (90° と 180°) から構成されている。また、移相器途中の伝送線路を折り返して全体の寸法を小型にしている。移相器の一方の端にはアンテナが接続されており、各々のアンテナ素子ごとに位相制御した RF 信号をアンテナに入出力することができる。

MEMS スイッチを利用した移相器の特性を評価するために、図 2・8 に示す 2.5 GHz で動作する 90° スイッチドライン移相器を設計して試作した⁴⁾。この移相器の中央 (2 つのラインに分岐した領域) の寸法は、 20×30 mm であり、製作を容易にするために FR-4 プリント基板回

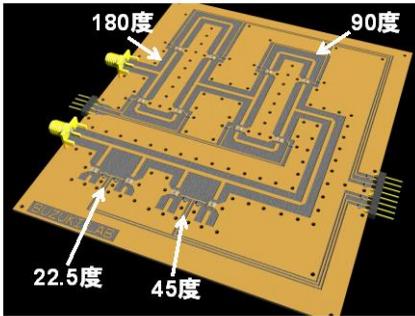


図 2・7 4 ビット移相器と移相器を搭載したフェイズドアレイアンテナの模式図

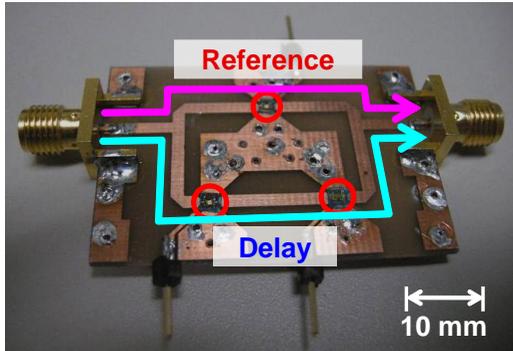


図 2・8 90° スイッチドライン移相器 (2.5 GHz)

路と 3 個の MEMS スイッチ素子を別々に作製し、スイッチを基板回路に接着するというハイブリッド構成とした。MEMS スイッチは、移相器の分岐部分から $\lambda_g/4$ の距離に配置し、図 2・9(a)に示すようにワイヤボンディングにより回路基板と電氣的に接続するようにした。移相器は長さが $\lambda/4$ だけ異なる 2 本の伝送線から構成されており、短い伝送線を信号が通過するときに Reference 状態、長い伝送線を信号が通過するときに Delay 状態と呼ぶ。Reference 状態と Delay 状態は、スイッチ素子によって切り替えられ、互いに 90 度の位相差 (寸法差 $\lambda/4$) を持つ信号が通過する。今回、図 2・9(b)に示すシャント抵抗型の MEMS スイッチを利用して移相器を構成した。この MEMS スイッチは、コプレーナ線路 (CPW) の上に並列に配置されており、プルダウンしたとき CPW の信号線と接地電極を短い距離 ($27 \mu\text{m}$) で短絡するように設計されている。このため、高い周波数においても十分に大きなアイソレーションでスイッチ OFF することができる (なお、スイッチ ON 状態において、スイッチと伝送線路との間に形成されるキャパシタンスは 2 fF 程度と十分に小さい。このため、高い周波数においても挿入損失は十分に小さい(7 章参照))。



(a) ワイヤボンディングの模式図 (b) シャント型 MEMS スイッチ

図 2・9 ハイブリッド接続した MEMS スイッチ

ハイブリッド移相器の移相量のシミュレーションと測定結果を図 2・10 に示す。この図より、2.5 GHz 付近の移相量の大きさが式 (2・1) に示すように周波数に比例して増大することが分かる。試作した移相器は 2.5 GHz においてほぼ設計通りの 91.8° の移相量を持っていた。

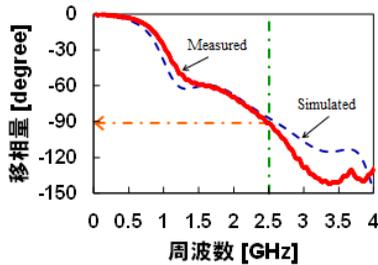


図 2・10 ハイブリッド移相器の移相量

8-2-3 挿入損失の要因

ハイブリッド移相器の透過係数 S_{21} のシミュレーションと測定の結果を図 2・11 に示す⁵⁾。3 GHz 以下の範囲で実測値とシミュレーション値が互いによく一致していることが分かる。2.5 GHz での挿入損失の実測値は Reference 状態で 1.6 dB、Delay 状態で 1.8 dB であり、ハイブリッド構造であることを考慮すると低損失と考えられる。

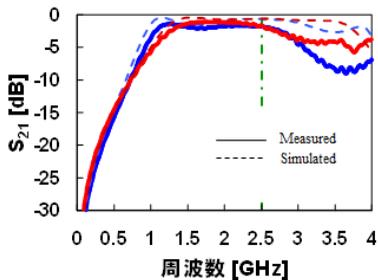


図 2・11 ハイブリッド移相器の透過係数 S_{21}

図 2・12 は、挿入損失の要因を示したものである。材料による損失（主に伝送線の誘電体損失と MEMS スイッチの導体損失）のほかに、スタブ回路の損失（伝送線の誘電体損失と MEMS スイッチの挿入損失）とワイヤボンディングによるインピーダンスマッチングのずれなどが影響して挿入損失が増大する。特に、①MEMS スイッチ単体の挿入損失（実測値：0.3 dB）、②線路長 45.5～62 mm のマイクロストリップ線路の損失（0.5～0.6 dB）、③MEMS スイッチと回路を接続しているボンディングワイヤ、の影響が大きく、測定値とシミュレーションから表 2・3 に示す値が得られた。表 2・3 に示すように、上欄 4 個の損失の和と測定値がよく一致していることが分かる。MEMS スイッチの損失が 0.3 dB と予期に反してかなり大きいのが、これはスイッチ下部の伝送線幅を細く（幅 14 μm 、厚さ 0.6 μm ）設計したために配線抵抗による損失が増大したためである。この設計によって約 0.25 dB の損失が信号線の抵抗によって発生したと見積もられる。この損失は、MEMS スイッチの配線設計を見直すことにより改善することができる。また、マイクロストリップ線路の損失は誘電体損失（表 2・1 の誘電正接）が主であることから、基板材料を見直すことによって改善できると考えられる。

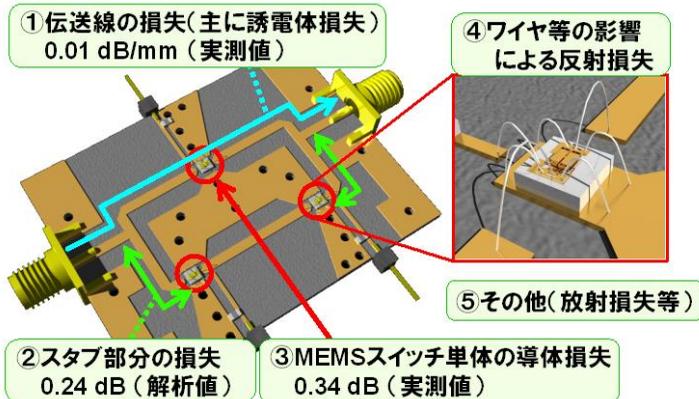


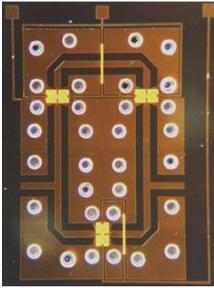
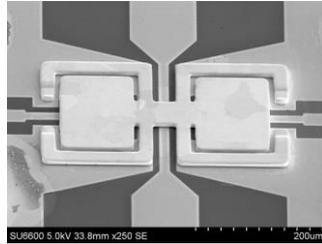
図 2・12 ハイブリッド移相器の挿入損失の要因

表 2・3 ハイブリッド移相器の挿入損失

	Reference state	Delay state	Remarks
1) Micro Strip Line	0.46	0.62	Measured
2) Stub	0.48	0.48	Simulated
3) MEMS Switch	0.34	0.68	Measured
4) Bonding Wire	0.31	0.01	Measured from S_{11} data
Total [(1)+(2)+(3)+(4)]	1.71	1.93	Calculated
Total	1.63	1.81	Measured

8-2-4 24 GHz モノリシック移相器

周波数が高くなるとアルミワイヤのインダクタンスの影響が深刻になるために、MEMS スイッチを集積化したモノリシック移相器が開発された。モノリシック移相器は、Grounded-Coplanar Wave (GCPW) 導波路とシャント型 MEMS スイッチから構成される。図 2・13(a)は、GCPW を利用した 180° 移相器を示したものである⁶⁾。GCPW は、高抵抗シリコン基板に Via を設けて裏面の GND と接続している。この移相器では図 2・13(b)に示す MEMS スイッチが 3 個形成されている。

(a) GCPW を利用した 180° 移相器

(b) MEMS スイッチ

図 2・13 モノリシック移相器

Loaded-line 移相器はサセプタンスの異なる素子を切り替えることにより、移相量を得る方式であり、小型で低損失、広帯域という特徴を持つ。しかし、大きな移相量には向かないことから、 22.5° と 45° の移相器に適している。Switched-line 移相器は、線路長の異なる伝送線路を切り替えることによって移相量を得る方式であり、寸法が大きくなるものの、容易に大きな移相量を得ることができるという特徴がある。このため、 90° と 180° の移相器として利用することができる。図 2・14 にこれら 2 種類の移相器の回路構成を示す。実際の設計では、MEMS スイッチによって発生する寄生キャパシタンスや寄生インダクタンスが伝送特性や移相特性に与える影響を考慮して、移相器のパターンを若干修正することが必要となる。

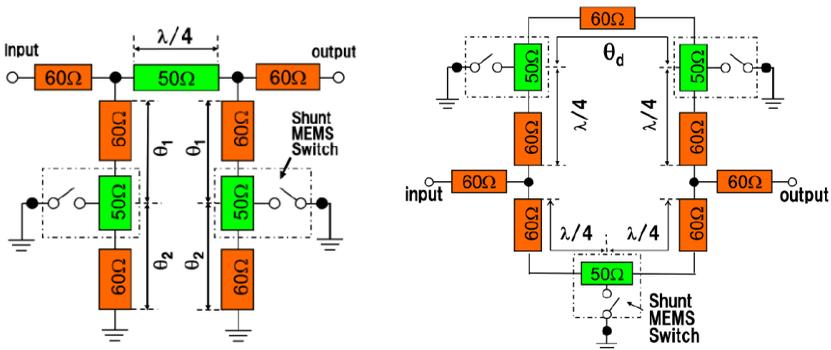
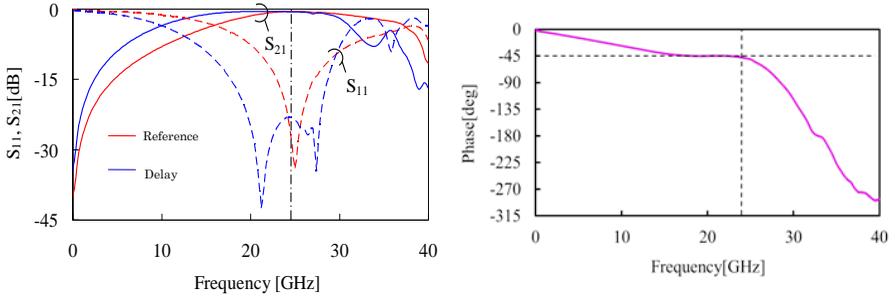


図 2・14 2 種類の移相器



(a) 90° ローディッドライン移相器 (b) 移相量

図 2・15 45° の Loaded-line 移相器の特性 (シミュレーション)

45° の Loaded-line 移相器の伝送特性と移相量のシミュレーション結果を図 2・15 に示す. 24 GHz における Reference (図 2・14(a)のスイッチはシャント状態), Delay (図 2・14(a)のスイッチはスルー状態) のそれぞれの挿入損失が共に 0.56 dB 以下と低損失であること, また, 24 GHz における移相量は 45.1° と所望の値に非常に近いことが分かる.

図 2・16 は, 45° ローディッドライン移相器の移相量の測定結果を示したものである. 図 2・15(b)のシミュレーションとよく似た特性を示しており, 24 GHz の位相差は -47.8° と所望の位相差に近い値を持っている.

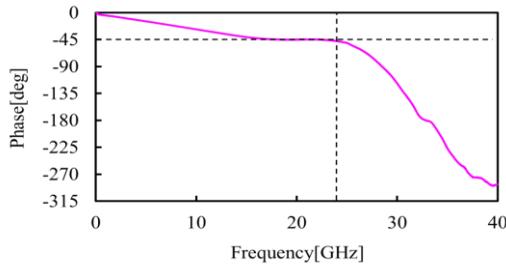
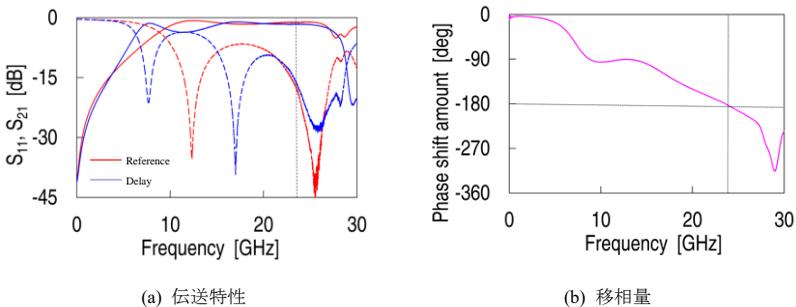


図 2・16 45° ローディッドライン移相器の移相量 (測定値)



(a) 伝送特性 (b) 移相量

図 2・17 180° の Switched-line 移相器の特性 (シミュレーション)

180° の Switched-line 移相器の伝送特性と移相量のシミュレーション結果を図 2・17 に示す。これより, Reference, Delay 共に 24 GHz における挿入損失が 1.10 dB 以下と低損失であること, また, 24 GHz における移相量は 179.3° と, 所望の値に非常に近いことが分かる。図 2・18 は図 2・13 に示した 180° 移相器の移相量の測定結果を示したものであり, 24 GHz の移相量が 184.2° と目標値に近いことが分かる。Switched-line 移相器は線路長の差によって位相を変化させることができることから, 4.2° 程度の位相差は線路長を変更することにより容易に補正することができる。

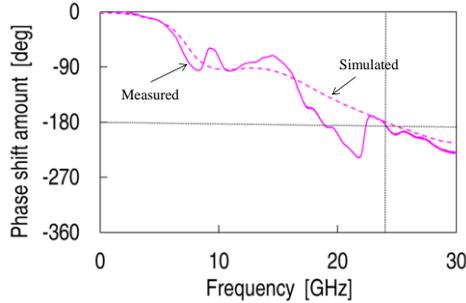


図 2・18 180° スイッチドライン移相器の移相量 (測定値)

上に述べた 4 個の移相器を組み合わせることで 4 bit 移相器を設計した。フェイズドアレイアンテナのアンテナ素子間隔を $\lambda_0/2$ (λ_0 : 真空中の波長) にするためには, 4 ビット移相器を 1 辺が $\lambda_0/2$ の正方形内に収めることが必要である。24 GHz の場合, (1 波長は 12.5 mm であるので) 6.25 mm 角の正方形内に 4 ビット移相器の寸法を収めることが要求される。GND 部を共有した 4 ビットモノリシック移相器を図 2・19 に示す。この 4 bit 移相器は $6133 \times 6189 \mu\text{m}$ の寸法を持っている。

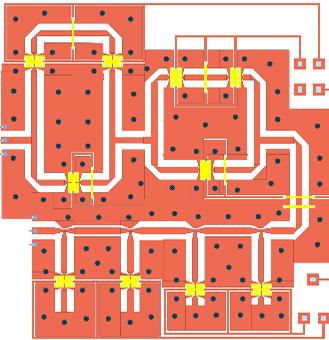


図 2・19 4 ビットモノリシック移相器のレイアウト図面

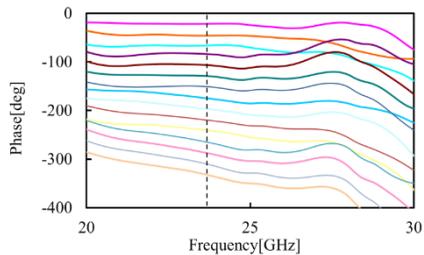


図 2・20 20~30 GHz における 4 bit 移相器の 16 通りの移相量 (シミュレーション)

4 bit 移相器の各々のスイッチを操作して移相量を変化させることができる。スイッチの 16 通りの異なる状態に対して高周波シミュレーションを行った結果、24 GHz における挿入損失が 3.34~4.41 dB (反射損失 7.41~25.0 dB) であることが分かった。20~30 GHz における 4 bit 移相器の 16 通りの移相量の計算結果を図 2・20 に示す。この図では Reference 状態に対する位相差を示している。各移相状態ともに所望の移相差に近い値を示しており、設計に対する位相誤差は $-0.86\sim 4.73^\circ$ の範囲にある。この位相差は伝送線路の長さを調節することによって補償することが可能である。

■10 群-8 編-8 章

8-3 アンテナ

(執筆著者：鈴木健一郎) [2018 年 10 月 受領]

ミリ波は GHz 帯の電磁波に比べて空中での減衰が大きい。このため、遠くまで伝搬するのに狭い角度にエネルギーを集中させた電磁波ビームを利用するが、ミリ波ビームを広い角度の空間領域に放射するには電磁波ビームを走査することが必須となる。車載などの比較的大きな装置では機械式ビーム走査を利用することができるが、ビーム走査速度が遅いという欠点がある（このため、現在の車載用ミリ波レーダがカバーできる角度領域 ($<\pm 5^\circ$) が狭く限られている）。更に、携帯無線などの移動体無線では、小型軽量化の要求が新たに追加される。

以上の課題を解決するために、ビームを電氣的に走査する方式が目ざされている。このビーム電子式走査方式（フェイズドアレイ：PAA）は、電磁波の干渉を利用してビームの放射方向を変化させるものであり、位相差を生成する移相器が中心の役割を担っている。また、MEMS 技術を利用すると小さな機械で電磁波ビームを高速に走査することが可能である。以下に、MEMS スイッチを使用した PAA と MEMS アクチュエータを使用した機械振動式アンテナを紹介する。

8-3-1 アンテナの原理

電流によって生じた電磁界の変化は電磁波として空間を伝播する（第 6 章補遺参照）。電磁波を遠方まで伝搬させるには、アンテナを流れる電流を大きくとること、あるいは、電磁波ビームを狭く絞ることが必要である。アンテナを流れる電流は、アンテナの構造によって振動モードが決まり、アンテナの共振周波数のときにアンテナを流れる電流が最大となる。本節では、アンテナを流れる電流によって生じる電磁波を考えてアンテナの電磁波放射の仕組みを述べる。

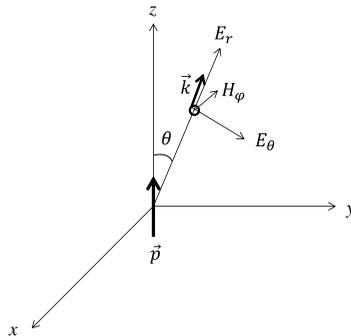


図 3・1 z 軸に沿って置かれた電気双極子から放射される電磁波

図 3・1 に示すように、 z 軸に沿って置かれた電気双極子 p ($= P_0 e^{j\omega t}$) を考える。この電気双極子は角振動数 ω で振動しているとする。このとき、電気双極子から距離 r にある空間に、以下の電場と磁場が発生する⁷⁾。

$$E_r = \frac{p \cos \theta}{2\pi \epsilon_0 r^2} \left(\frac{1}{r} + jk \right) e^{-jkr} \quad (3 \cdot 1a)$$

$$E_\theta = \frac{p \sin \theta}{4\pi \epsilon_0 r} \left(\frac{1}{r^2} + \frac{jk}{r} - k^2 \right) e^{-jkr} \quad (3 \cdot 1b)$$

$$H_\phi = \frac{j\omega p \sin \theta}{4\pi} \left(\frac{1}{r^2} + j\frac{k}{r} \right) e^{-jkr} \quad (3 \cdot 1c)$$

ただし,

$$\frac{dp}{dt} = j\omega p \quad (3 \cdot 1d)$$

である。ここで、 k は波数である。式(3・1a)と式(3・1b)の中の距離 r の 3 乗, 2 乗, 1 乗に逆比例する項は、それぞれ双極子の静的な場、遷移場、及び輻射場と呼ばれる。また、式(3・1c)の中の距離 r の 2 乗と 1 乗に逆比例する項は、誘導場と輻射場と呼ばれる。アンテナで重要となるのは輻射場である。式(3・1)の中で輻射場(放射界とも呼ばれる)を取り出すと、

$$E_\theta = -\frac{pk^2 \sin \theta}{4\pi \epsilon_0 r} e^{-jkr} \quad (3 \cdot 2a)$$

$$H_\phi = -\frac{\omega p k \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (3 \cdot 2b)$$

となる。輻射場は、 $r \gg 1/k = \lambda/(2\pi)$, すなわち、 $1/6$ 波長以上の距離にある空間に生じる電磁波の主な成分である。

アンテナが発生する輻射場は式(3・2)に示すようにアンテナに流れる電流(式(3・1d)参照)に依存する。一方、アンテナに流れる電流は、境界条件(生成される輻射場を含む)に依存するため、一般に厳密に輻射場を求めることができない。しかし、アンテナに流れる電流が比較的良い近似で得られるときには輻射場の解析解を良い近似で求めることができる。アンテナを流れる電流はモーメント法と呼ばれる方法を使ったシミュレーションソフトで求めることができる。また、アンテナが作る電磁界を直接に求める電磁界シミュレーションもよく利用される。

(1) 半波長ダイポールアンテナ

z 軸に沿って置かれた長さ l を持つ 1 本の導体線アンテナを考える⁸⁾。この導体線の $z = \zeta$ の位置に長さ $\Delta\zeta$ の微小双極子をとり、ここに電流 $I(\zeta)$ が流れているとする。このとき、双極子から (r, θ) の位置にある磁場は、 $j\omega p = I(\zeta)\Delta\zeta$ を式(3・2b)に代入して、

$$\Delta H_\phi = \frac{jkl(\zeta)\Delta\zeta \sin \theta}{4\pi(r-\zeta \cos \theta)} e^{-jk(r-\zeta \cos \theta)} \approx \frac{jkl(\zeta)\Delta\zeta \sin \theta}{4\pi r} e^{-jk(r-\zeta \cos \theta)} \quad (3 \cdot 3)$$

と与えられる。指数関数の項は ζ の変化により急速に振動するために ζ の項を除くことはできない。これより、導体線全体から生じる磁場は

$$H_\phi \approx \frac{jke^{-jkr} \sin \theta}{4\pi r} \int_{-l/2}^{l/2} I(\zeta) e^{jk\zeta \cos \theta} d\zeta \quad (3 \cdot 4)$$

と与えられる。

$\lambda/2$ のアンテナ長 l ($k = \pi l$) を持つ導体線の中央に交流電圧 V を繋いだとき、アンテナを流れる電流は

$$I(\xi) = I_0 \cos k\xi, \quad -l/2 \leq \xi \leq l/2 \quad (3 \cdot 5)$$

の条件が成り立つときに最大に近くなる（この電流は定在波である）．このとき、アンテナから放射される電磁波の角周波数は

$$\omega = \pi c/l \quad (3 \cdot 6)$$

となり、アンテナの共振周波数はアンテナ長に逆比例する．式(3・6)の c は真空中の光の速さを示している．式(3・5)を式(3・4)に代入して計算すると、

$$H_{\phi} \approx \frac{jI_0 e^{-jkr} \cos(\frac{1}{2}\pi \cos\theta)}{2\pi r} \frac{1}{\sin\theta} \quad (3 \cdot 7)$$

が得られる．また、電場 E_{θ} は

$$E_{\theta} = \eta H_{\phi}, \quad \eta = \frac{1}{R_0} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \quad (3 \cdot 8)$$

の関係から式(3・7)を使って求めることができる．式(3・8)の R_0 は第 6 章演習問題[6.9]で示した電波インピーダンスである．式(3・5)の I_0 は以下の(3)節で述べるアンテナの等価回路を用いて給電電圧 V から近似的に求めることができる（モーメント法を用いたシミュレーションを用いるとこの電流を更に正確に求めることができる）．

アンテナが放射する輻射場が式(3・7)と式(3・8)に示すように求まったので、次にアンテナが放射する電力を求めよう．アンテナが放射する全電力は半径 r の球面を通過するポインティングベクトル（第 6 章式(6・A・12)）を計算することによって

$$P = \int E_{\theta} H_{\phi}^* dS = \frac{\eta I_0 I_0^*}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\pi \cos^2(\frac{1}{2}\pi \cos\theta)}{\sin\theta} d\theta = \frac{\eta I_0 I_0^*}{4\pi} \text{Ci } 2\pi, \quad \text{Ci } x = - \int_x^{\infty} \frac{\cos t}{t} dt \quad (3 \cdot 9)$$

と表される．ここで H_{ϕ}^* は H_{ϕ} の複素共役である．また、 $\text{Ci } x$ は積分余弦関数である．この放射電力は、導体線の抵抗が小さいときには、アンテナに供給される電力 $R_{\text{rad}} I_0 I_0^*$ に等しい． R_{rad} は放射抵抗と呼ばれ、式(3・9)より、

$$R_{\text{rad}} = \frac{\eta}{4\pi} \text{Ci } 2\pi = 2.438 \frac{\eta}{4\pi} \quad (3 \cdot 10)$$

で与えられる．半波長ダイポールアンテナでは、 $R_{\text{rad}} = 73.08 \Omega$ である．一般に大きな放射抵抗を持つアンテナは電磁波を効率良く放射できることを意味する（実際には、アンテナを流れる電流がアンテナのリアクタンスに依存するために、放射電力も放射抵抗のほかリアクタンスに依存する）．

アンテナ長 l が $\lambda/2$ と異なるとき（アンテナの周波数が変化するとき）には、放射抵抗はアンテナ長に依存して変化する．モーメント法を用いた計算から l が $\lambda/2$ 付近においてアンテナ長が長くなるに従って放射抵抗が増大することが示される⁸⁾（アンテナの放射電力は、下記(3)項で述べるように給電系のインピーダンスを含めて考慮する必要がある）．

アンテナから放射される電磁波は通常、ある特性の方向に強く放射される．この電磁波の強度の偏りの程度を示すためにアンテナ利得が使われる．アンテナ利得は、最大の放射強度を持つ方向への放射電力とアンテナに供給された電力を全方向に均一に放射したときの放射電力との比として定義される．ダイポールアンテナの場合には、アンテナ利得は

$$G = \frac{E_{\theta} H_{\phi}^*}{R_{\text{rad}} I I^* / (4\pi r^2)} = \frac{4\pi r^2 \eta H_{\phi} H_{\phi}^*}{R_{\text{rad}} I I^*} \quad (3 \cdot 11)$$

と与えられる．半波長ダイポールアンテナの利得は，式(3・7)で $\theta=\pi/2$ と置いたときの H_0 と式(3・10)を用いて，2.15 dB と求められる．

(2) パッチアンテナ

先に述べたダイポールアンテナは導体を空間に置いたものであった．これに対して，パッチアンテナは導体パターン（パッチ）を誘電体基板の上に置いた構造をしている．図 3・2(a)に示すように，厚さ d を持つ誘電体基板の上に導体パターン（長さ $2a$ ，幅 $2w$ ）を形成し，誘電体基板裏面の全面にグランドに接続した導体（地板）から構成される．同図に示すように， x 軸方向に電流 I が流れるとき，このパッチ表面から放射する電磁波は地板に流れる電流（ $-x$ 軸方向を持つ $-I$ ）から放射する電磁波によって打ち消される（マイクロストリップ線路から放射する電磁波はゼロである）．一方，パッチの端面には地板との間に同図の矢印で示す電界が発生する．この電界が周りの空間に電磁波を作る源となる．誘電体基板の厚さ d は電磁波の波長に比べて小さいために，パッチの端面に形成される電界は図 3・2(b)に示すように幅 d を持つスロットが設けられた導体パターンとして近似することができる．ここで，パッチの上下端面に形成される 2 つの電界は，同じ方向を持っている．この結果，この電界によって作られた電磁波が遠方まで伝搬することになる．一方，パッチの左右の端面にも電界が発生するが，同図に見るように互いに反対の方向を持っているため，これら電界によって作られる電磁波は互いに打ち消し合う．

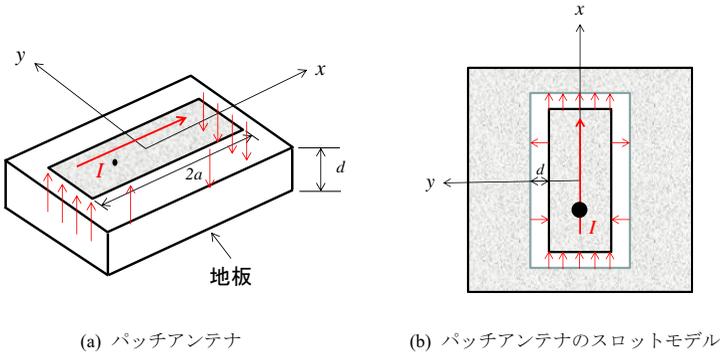


図 3・2 方形パッチアンテナ

図 3・2 に示す方形パッチアンテナの遠方での電界は

$$E_{\theta} \approx -\frac{jV_0 e^{-jkr} \sin(kw \sin\theta \sin\phi) \cos(ka \sin\theta \cos\phi)}{\pi r \sin\theta \sin\phi} \cos\phi \quad (3 \cdot 12a)$$

$$E_{\phi} \approx \frac{jV_0 e^{-jkr} \sin(kw \sin\theta \sin\phi) \cos(ka \sin\theta \cos\phi)}{\pi r \sin\theta} \cos\theta \quad (3 \cdot 12b)$$

と表される⁹⁾．ここで， V_0 は $x = \pm a$ のパッチ上下端部と地板との間に発生する電圧である．また，式(3・12)では，パッチ側面の端（ y 軸方向の端面）から放射される電界を省略した．

導体の長さ $2a$ は $\lambda_g/2$ に等しいときに導体を流れる電流が最大となる（ λ_g は式(2・1)に示す伝搬波長）のは，先のダイポールアンテナ（導線の長さは $\lambda_0/2$ に等しい）と同じである．導体の幅 $2w$ は大きいほど電磁波の源の強度が増えるので放射が大きくなるが， $2a$ よりも大きくす

ると、導体を流れる電流の方向が x 軸から変化するので、通常 $2w=2a$ となるように形成する。図 3・2 の黒丸は給電ポイントを示している。これは、 $x=0$ (導体の中央) の位置では電圧がゼロ、また、 $x=\pm a$ (パッチの上下端) の位置では電流がゼロ、となるためにアンテナに給電ができないからである。

(3) インピーダンスマッチング

アンテナの等価回路を図 3・3 に示す。ここで示す回路パラメータはアンテナと給電系をつないだ位置 (図の丸印) で測られるものである。アンテナの導体線の抵抗を r_a とするとき、アンテナの入力インピーダンスは $(r_a+R_{rad})+jX$ であり、このアンテナに電圧電源 V と特性抵抗 (特性インピーダンスの抵抗成分) r_c を持つ伝送線を接続する。

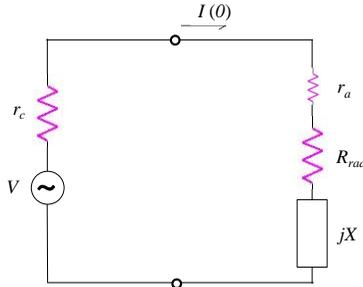


図 3・3 アンテナの電気等価回路モデル

アンテナの入力端の電流は、図 3・3 の等価回路から、

$$I(0) = \frac{V}{r_c+r_a+R_{rad}+jX} \quad (3 \cdot 13)$$

と表される。ここで、 $I(0)$ は図 3・3 の丸印の位置を流れる電流である。

アンテナの放射電力 P は抵抗 R_{rad} で消費する電力として

$$P = R_{rad}I(0)I^*(0) \quad (3 \cdot 14)$$

と求められる。式 (3・13) を式 (3・14) に代入すると、アンテナの放射電力が

$$P = \frac{R_{rad}|V|^2}{(r_c+r_a+R_{rad})^2+X^2} \quad (3 \cdot 15)$$

と求められる。 R_{rad} を変化させたとき、式 (3・15) の P が最大となるのは、

$$R_{rad} = r_c+r_a \quad X = 0 \quad (3 \cdot 16)$$

のときであり、このとき、最大放射電力は

$$P_{\max} = \frac{(r_c+r_a)|V|^2}{4r_c^2} \approx \frac{|V|^2}{4r_c} \quad (3 \cdot 17)$$

と与えられる。最後の式は $r_a \ll r_c$ が成り立つときである。式 (3・16) の条件が満足されるとき、アンテナと給電する伝送線路がマッチングしているという。

半波長ダイポールアンテナのリアクタンス X がゼロとなるのはアンテナの長さが $\lambda/2$ よりも少し短い (約 0.49λ) とときである⁸⁾。半波長ダイポールアンテナは式 (3・15) に示すように放射電力が (周波数に依存する) リアクタンス X に依存するために放射電力が周波数に依存して変

化する．このため、放射電力が最大となる X がゼロとなる周波数帯に限られるため、アンテナの周波数特性が狭いという欠点を持っている．

アンテナに電流が流れるとき、 r_a と R_{rad} の 2 つの抵抗で電力が消費される． $R_{rad}/(r_a + R_{rad})$ はアンテナ全入力電力と放射電力との比を示しており、アンテナの効率を表している．

8-3-2 アレイアンテナの指向性

半波長ダイポールアンテナの電界と磁界は式(3・8)と式(3・7)に示すように θ に依存して変化する．アンテナから放射される電界と磁界の強さの相対値を球面座標の方位 (θ, ϕ) に対して示したものをアンテナの指向性と呼ぶ．半波長ダイポールアンテナでは、指向性は式(3・7)から、

$$D(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{1}{2}\pi \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (3 \cdot 18)$$

と表される．電界と磁界が共に等しい指向性を持つ． ϕ が一定の面 (E_θ の方向) で指向性を極座標 $(D(\theta), \theta)$ で描くと 8 の字の形をしたグラフとなる．一方、 θ が一定の面 (H_ϕ の方向) で指向性を極座標 $(D(\theta), \phi)$ で描くと円形のグラフとなる．

式(3・18)で示される指向性のグラフは、 $\theta = \pi/2$ のときに最大値 1 をとる．このことから、半波長ダイポールアンテナではアンテナに垂直な方向に強い電磁波が放射されることが分かる．半波長ダイポールアンテナは指向性を持つために、式(3・11)に示すようにアンテナ利得 2.15 dB を持つビームをアンテナに垂直な方向に放射する．しかし、この指向性はアンテナが動かない限り変化しないので、ビームを走査することが必要である．

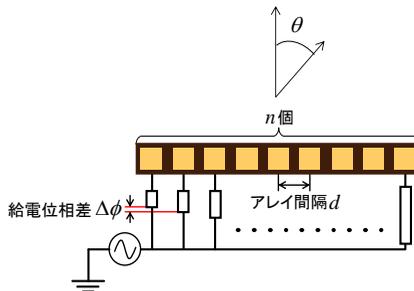


図 3・4 1次元に配列されたアンテナアレイ

アンテナの指向性を変化させるために、アンテナを多数並べたアンテナアレイを考える．アレイアンテナの指向性が素子の構成及び給電の位相に依存する関係を図 3・4 に示す 1 次元アレイアンテナを用いて導出する．ここで、波数 k 、アレイ間隔 d 、給電の位相差 $\Delta\phi$ とし、アンテナ素子数を n とする．アンテナから観測点までの距離 r_0 で角度 θ 方向に放射される電磁波の電界成分を $P(\theta)$ とすると、 $\theta = 0$ の方向に最大の強さを持つ電磁波が放射される． $P_0 = P(0)$ とすると、アレイアンテナの指向性関数は、

$$\begin{aligned} D(\theta) &= 20 \log_{10} \frac{P}{P_0} \\ &= 20 \log_{10} \left[\frac{1}{n} \left\{ 2 \sum_{i=1}^{(n-1)/2} \cos(kid \sin \theta - i\Delta\phi) + 1 \right\} \right] \end{aligned} \quad (3 \cdot 19)$$

と表される¹⁰⁾。図 3・5 は式(3・19)の指向性関数を模式的に示したものである。アレイアンテナの指向性パターンは複数のビームから形成されるが、最も出力の大きなビームがメインビームである。メインビームの鋭さはビームの電力が半分 (-3 dB) になる電力半値幅によって評価される(式(3・19)では -6 dB である)。メインビームの周りに存在する小さなビームはサイドローブと呼ばれ、外来ノイズの原因となるためアンテナには不要である。その他に、アンテナ素子の配置や位相の状態によっては、図 3・5 右上に示すようにメインビームと同じ大きさのグレーティングローブと呼ばれるビームが発生することがある。

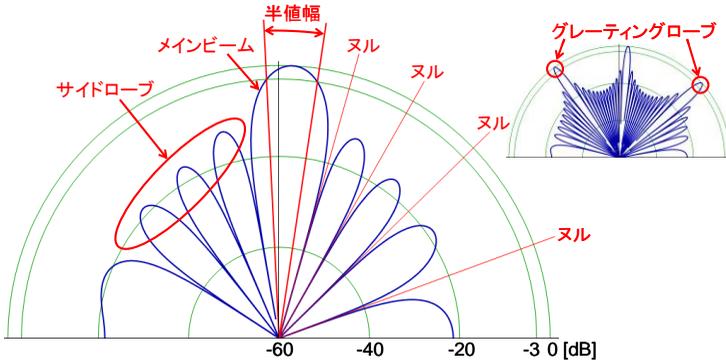


図 3・5 アレイアンテナの指向性

次に、アンテナ素子の位相差 $\Delta\phi$ を変化させた場合のビームの変化を図 3・6 に示す。図 3・6(a)は $\Delta\phi < 0$ の場合である。また、図 3・6(c)は $\Delta\phi > 0$ の場合である。このように、位相差 $\Delta\phi$ を変化させることによってメインビームの方向を変化させることができる。フェイズドアレイアンテナ (PAA) はこのように位相差 $\Delta\phi$ を電気的に制御することによってメインビームの放射方向を操ることができるアンテナであり、機械でアンテナを走査すること比べて、走査速度が速いという特徴がある。

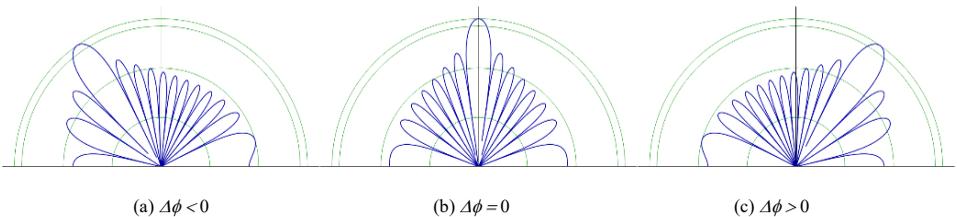


図 3・6 アレイアンテナの指向性の $\Delta\phi$ 依存性

8-3-3 積層構造 MEMS アレイアンテナ

MEMS 移相器を利用したフェイズドアレイアンテナの模式図を図 3・7 に示す⁵⁾。1×4 アレイアンテナの構成を例にして説明する。入力 RF 信号は、2 段の 2 分配ウィルキンソン分配器 (Power Divider) により等分に 4 分割され、それぞれが 4 bit 移相器 (Phase Shifter) に送られ

る。その後、各々の移相器で設定の値だけ遅延した位相を持つ高周波信号が個々のアンテナに給電されて、最後に、指向性を持つビームが空間に放射される。1枚の基板の上にフェイズドアレイアンテナのすべての構成要素を作製すると分配器や移相器が基板面積の多くを占めてしまうために、アンテナの間隔を短くすることができないという問題が生じる。このため、図3・7に示すように多層構造を用いるとアンテナを小型化することができる。また、多層構造アンテナは、アンテナを2次元に並べることによってメインビームを2次的に走査することを可能にする。

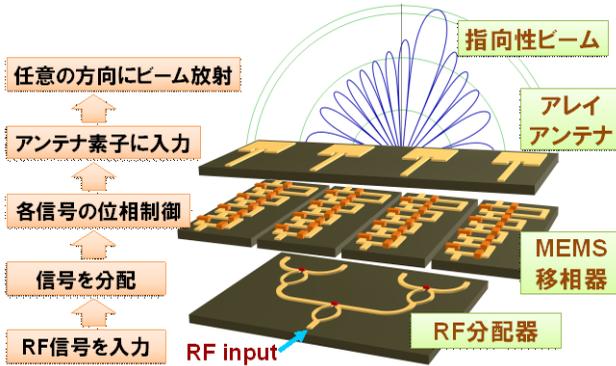


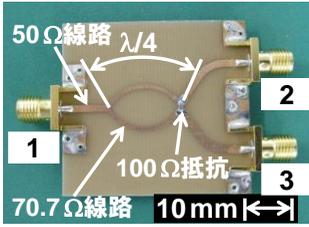
図3・7 MEMS 移相器を利用したフェイズドアレイアンテナの模式図

多層構造フェイズドアレイアンテナの実現には、移相器寸法をアンテナ素子間隔以内に収めること、上下基板間の信号伝達方法、MEMSスイッチの密封、などの諸課題を解決しなければならない。

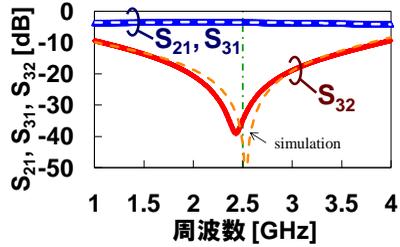
(1) アンテナの構成要素

FR-4基板を用いて試作した2.5GHz信号用のウィルキンソン分配器の写真と通過特性の測定値を図3・8に示す。試作した分配器は、厚さ0.8mmのガラスエポキシ(FR-4)プリント基板上に形成された厚さ30 μm の銅箔パターンを利用して、特性インピーダンス70.7 Ω の1/4波長($\lambda/4$)線路長を持つマイクロストリップラインと100 Ω のチップ抵抗によって構成されている¹¹⁾。これによって、各ポートの特性インピーダンスが50 Ω となるように整合されている。図3・8(b)は試作した分配器の通過特性を測定したものである。 S_{21} と S_{31} がほぼ-6dBと等しい値になっていることが分かる。また、 S_{32} が2.5GHz付近で小さくなっており、アイソレーションがとれていることが分かる。

図3・9(a)は、FR-4基板の上に作製した方形パッチアンテナである。アンテナ寸法は伝達波長の1/2となるように設計した。給電線は、アンテナとインピーダンス整合をとるために同図に示すようにアンテナ内部に接続した(共平面給電)¹²⁾。反射特性の測定値を図3・9(b)に示す。ほぼ設計通りの2.5GHzにアンテナの共振を確認することができた。

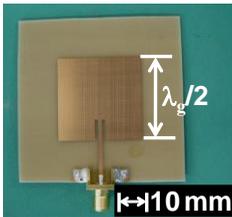


(a) FR-4 基板の上に作製されたデバイス

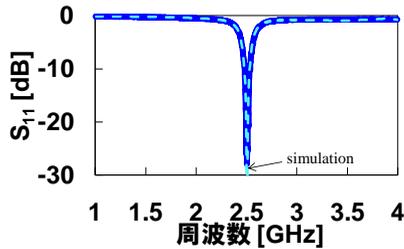


(b) 通過特性 (測定値)

図 3・8 2.5 GHz 用のウィルキンソン分配器



(a) FR-4 基板の上に作製されたデバイス



(b) 反射特性 (測定値)

図 3・9 2.5 GHz 用の方形パッチアンテナ

図 3・10 は、4 個のアンテナ素子を持つアレイアンテナを FR-4 基板の上に試作したものである。個々のアンテナ素子は真空の波長の $1/2$ の間隔で配置されている。アレイアンテナの反射特性 (S_{11}) の測定値を単体のアンテナの反射特性と比較したものを図 3・11 に示す。この図から、単体とアレイアンテナについて、 S_{11} が最小となる周波数 (アンテナの共振周波数) がほぼ等しいことが分かる。

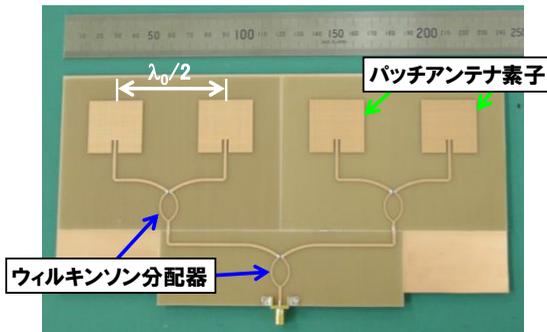


図 3・10 2.5 GHz 用の方形パッチアンテナ

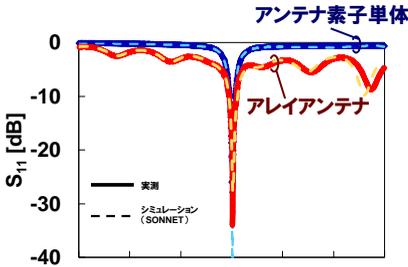


図 3・11 アレイアンテナと単体のアンテナの反射特性の比較

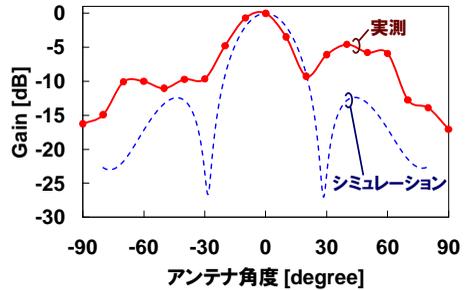


図 3・12 アレイアンテナの指向性 (放射電力)

図 3・12 はアレイアンテナの指向性の測定値 (同図には放射電力を示す) をシミュレーションの値と比較して示したものである。アンテナ指向性の半値幅として約 25° が得られたが、これはシミュレーションの値と近いものである。

先に示したアンテナは FR-4 基板を使用して作製された 2.5 GHz の低い周波数で使用するのであった。このため、アンテナの寸法が大きかった。しかし、シリコン基板を使用すると、有効誘電率が約 2.4 倍となる (8-2 節表 2・1) ために、アンテナを 1/2.4 に小さくすることができる。また、30 GHz の準ミリ波を利用するときにはアンテナの素子間隔を 5 mm に小さくするために、アンテナを小型にすることができる。

(2) 電磁結合給電

先に図 3・9 と図 3・10 に示したアンテナは給電線と直接に接続する直結給電方式を利用して試作したものであった。積層構造アンテナでは (直結給電方式のほかに) 電磁結合を利用した給電方式を利用することができる。図 3・13 にスロット結合給電 (Slot-coupled Microstrip Feed) を利用したアンテナ給電の模式図を示す。伝送線に電流が流れるとき、その裏面の GND 地板に逆方向の電流が流れる。この地板の途中にスロットが設けられているときにはスロットの端に地板の電流の流れる方向に沿った電界が発生する。この電界から電磁波が作られてアンテナに伝搬する。伝送線の電流がアンテナの共振周波数を持つとき、アンテナから強い電磁波が放射される。

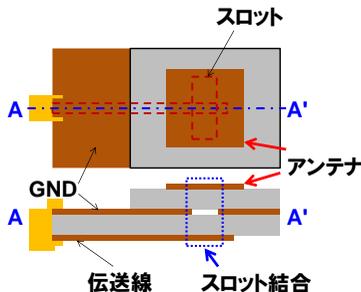
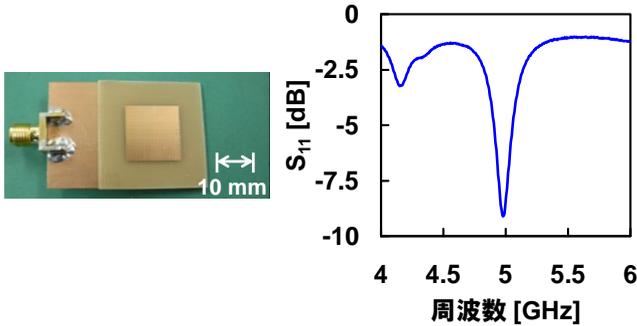


図 3・13 スロット結合給電の模式図



(a) FR-4 基板を使用して作製したデバイス

(b) 反射特性（測定値）

図 3・14 5 GHz 用スロット結合給電アンテナ

図 3・14(a)は 2 枚の FR-4 基板を使用して図 3・13 の構造を試作したものである。アンテナは 5 GHz で共振するように設計した。このアンテナの反射特性の測定値を図 3・14(b)に示す。設計通りの周波数でアンテナが共振したことが分かる。5 GHz 付近の S_{11} が -9 dB とかなり大きいですが、これはインピーダンス整合がうまくいっていないからである。図 3・13 に示す伝送線のスロットから飛び出した長さ（通常は $\lambda_g/2$ とする）を調整することによってスロット結合のインピーダンス整合を調節することができる。

8-3-4 機械振動式 MEMS アンテナ

アレイアンテナは式 (3・19) に示すようにアンテナ要素の数を増やすほど鋭い指向性を持つ。アレイアンテナが放射する電磁波ビームを機械振動を利用して走査すると、一般に機械が大型で重いために電磁波ビームを高速に走査することができないという問題がある。以下に、この問題を解決することができる MEMS 技術を利用した機械振動式アンテナを紹介する。

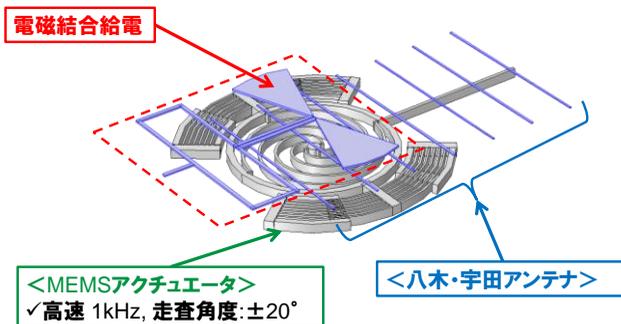


図 3・15 機械振動式 MEMS アンテナの模式図

図 3・15 は機械振動式 MEMS アンテナの構造を示したものである。指向性を持つアンテナアレイが MEMS アクチュエータと一緒に形成されており、アクチュエータの回転運動に従って

アンテナを円周の一部にそって往復運動させることができる。このアンテナは電磁結合給電によって電力が給電されるため、外部と結線する必要がない。また、アンテナアレイは構造が簡単で鋭い指向性を得ることが可能な八木・宇田アンテナを利用した。アンテナを駆動するアクチュエータは MEMS 技術を利用することによって小型で軽量にすることができるため、アンテナを含むアクチュエータ構造を 1 kHz の高速で動作させることができる。更に、アクチュエータの機械構造体の共振を利用することにより、大きな走査角度 ($\pm 20^\circ$ 程度) を実現することを可能にする。

図 3・16 は電磁結合給電を評価するために、FR-4 基板の上に作製した 2 つのダイポールアンテナを 1 mm 離れた距離に置いて互いのアンテナを傾けたときの伝達電力を測定したものである。同図より互いのアンテナを 20° 傾けても電磁結合によって給電された電力がほとんど減衰しないことが分かる。

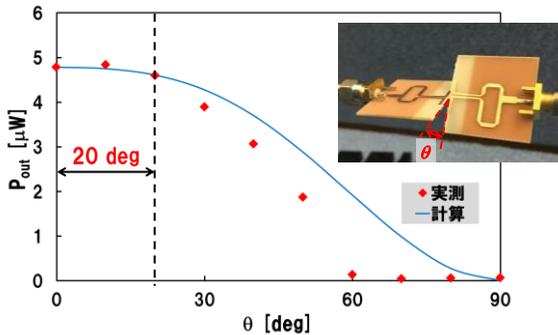


図 3・16 電磁結合給電の評価実験

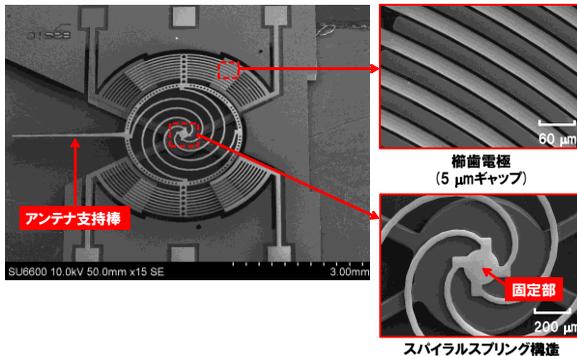


図 3・17 シリコン MEMS アクチュエータ

図 3・17 はシリコン基板を使って作製した MEMS アクチュエータである¹³⁾。MEMS アクチュエータは櫛歯電極に印加される静電気力によって駆動される。アクチュエータの共振周波数

は

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_\theta}{m}}, \quad k_\theta = \frac{2nEI}{l^2} \quad (3 \cdot 20)$$

で与えられる。ここで、 m は質量、 k_θ はアクチュエータの回転ばねのばね定数である。また、 E, I, l, n はそれぞれ回転ばねのヤング率、断面 2 次モーメント、長さ、ばねの数である。式(3・20)より、共振周波数を高くするには、質量 m を小さくすることとばねの長さ l を短くすることが有効であることが分かる（断面 2 次モーメント I を大きくすることも有効であるが、ばねの幅及び厚さを大きくすることは作製プロセスから制限される）。質量 m は図 3・17 に示すように機械構造体に穴を設けることによって小さくできるが、限界がある。このため、ばねの長さ l を短くすることが共振周波数を大きくするのに最も有効である。他方、回転角度は

$$\Delta\theta = Q \frac{T}{k_\theta} \quad (3 \cdot 21)$$

で与えられる。ここで、 T は静電気力によって発生した回転トルク、 Q は共振の Q 値である。式(3・21)より、 k_θ を大きくすると回転角度が減少することが分かる。このように、高い共振波数と大きな走査角度は互いにトレードオフの関係にある。MEMS アクチュエータでは 10000 を超える Q 値を持つ構造体を比較的容易に作製することができるため、大きな Q 値を利用して回転角度を大きくすることができる。

試作したアクチュエータを 40 Pa の圧力に置き、20 V バイアスに 6.5 V の振幅を持つ交流を重畳した電圧源で駆動したときのアクチュエータの回転角振幅の測定値を図 3・18 に示す。このデータより、試作したアクチュエータは共振周波数 918 Hz（シミュレーションでは共振波数 1081 Hz）で最大振幅 6.23° で回転動作することが分かる。圧力を低くすると（1 Pa 程度）、もっと大きな Q 値を得ることができる。

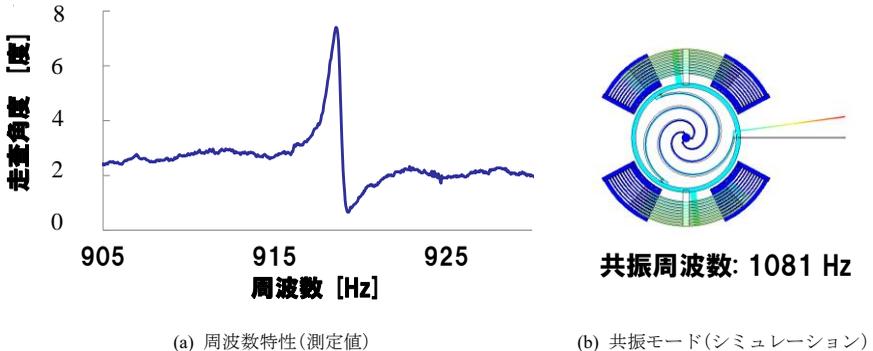


図 3・18 シリコン MEMS アクチュエータの特性

■10 群-8 編-8 章

8-4 まとめ

(執筆者：鈴木健一郎) [2018 年 10 月 受領]

情報通信の急速な進歩に伴って携帯用ワイヤレス通信がますます重要になってきた。今日、携帯端末で使用する周波数とデータが増大することから、広い周波数帯（ブロードバンド）と高周波化（高速データ通信）が強く望まれている。高周波化に対応するためには、機器のワイヤレス通信フロントエンド回路に周波数可変機能を搭載することが必要である。このとき、周波数変化に追従してインピーダンス整合を自動的に調節することも要求される。これはリコンフィギュラブルと呼ばれており、近年の高周波応用研究の一つの大きな目標である。

MEMS 技術を利用して周波数可変機能を持つアンテナは、MEMS スイッチを切り替えてアンテナのインピーダンスを広範囲に変化させるものが積極的に開発されているが、最近、水の搬送を利用してアンテナ寸法を変化させる研究¹⁴⁾もなされている。また、ミリ波レーダは車載用としてすでに製品化されているが、これを利用した医療応用研究も積極的になされている。

周波数の高速化については、現在、ミリ波帯（60～70 GHz）が製品化されているところであるが、100 GHz を超える高周波デバイスについても積極的に研究がなされている。更に、1 THz 付近のテラヘルツ領域が光学と高周波工学の境界領域として注目されている。今後、テラヘルツデバイスについても MEMS 技術が利用されると期待される。

■10 群-8 編-8 章

補遺 8-A 無損失 Loaded-line 移相器

(執筆者：鈴木健一郎) [2018 年 10 月 受領]

2 ポート回路の電圧-電流変換行列 (ABCD 行列) は以下のように表される¹⁵⁾。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (8 \cdot A \cdot 1)$$

ここで、電流 I_1 及び I_2 はこの 2 ポート回路に流入する向きが正になるように定義されている。ABCD 行列を使うと、カスケード接続した 2 ポートの ABCD 行列はカスケード接続する前の 2 つの ABCD 行列の積として求めることができる。図 2・4 に示す回路のように、 θ の電気長を持つ特性インピーダンス Z_C の伝送線路の両側にアドミタンス $G_i + jB_i$ ($i = 1, 2$) を接続した回路は、入力端子に B_1 と B_2 を接続した領域、電気長 θ の領域、出力端子に B_1 と B_2 を接続した領域の 3 つの領域をカスケード接続したものと考えられる。この ABCD 行列は、

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_i + jB_i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_C \sin \theta \\ j \sin \theta / Z_C & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_i + jB_i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (8 \cdot A \cdot 2a)$$

のようにそれぞれの領域の ABCD 行列の積として求められる。この結果、式 (8・A・1) の ABCD 行列の成分が

$$\begin{aligned} A_{m,j} &= D_{m,j} = (\cos \theta - B_i Z_C \sin \theta) + jG_i Z_C \sin \theta \\ B_{m,j} &= jZ_C \sin \theta \\ C_{m,j} &= 2G_i (\cos \theta - B_i Z_C \sin \theta) + jZ_C [2B_i Y_C \cos \theta + (Y_C^2 + G_i^2 - B_i^2) \sin \theta] \end{aligned} \quad (8 \cdot A \cdot 2b)$$

として与えられる。S 行列は ABCD 行列の成分から

$$\begin{aligned} S_{11,i} &= \frac{B_{m,i} Y_0 - C_{m,i} Z_0}{2A_{m,i} + B_{m,i} Y_0 + C_{m,i} Z_0} \\ S_{21,i} &= \frac{2}{2A_{m,i} + B_{m,i} Y_0 + C_{m,i} Z_0} \end{aligned} \quad (8 \cdot A \cdot 3)$$

と求められる¹⁵⁾。ここで Loaded-line 回路によって反射が生じない (インピーダンス整合がなされている) と仮定すると、 $S_{11,i} = 0$ であるため、以下の関係が得られる。

$$B_{m,j} Y_0 = C_{m,i} Z_0 \quad (8 \cdot A \cdot 4)$$

これを式 (8・A・3) の第二式に代入すると

$$S_{21,i} = \frac{1}{A_{m,i} + B_{m,i} Y_0} \quad (8 \cdot A \cdot 5)$$

が得られる。この式の $A_{m,i}$ と $B_{m,i}$ に式 (8・A・2b) を代入し、無損失 ($G_i = 0$) を仮定すると

$$S_{21,i} = \frac{1}{(\cos \theta - B_i Z_C \sin \theta) + jY_0 Z_C \sin \theta} \quad (8 \cdot A \cdot 6)$$

が得られる。いま、 $S_{11,i} = 0$ を考えているので、 $S_{21,i}$ の絶対値は 1 となる。このため、 $S_{21,i}$ の位

相を ϕ とおくと, 式(8・A・6)は

$$\begin{aligned}\cos \phi_i &= \cos \theta - B_i Z_c \sin \theta \\ \sin \phi_i &= -Y_0 Z_c \sin \theta\end{aligned}\tag{8・A・7}$$

となる. 式(8・A・7)より, S_{21} の位相 ϕ_i の $\sin \phi_i$ は一定の値をとるが, $\cos \phi_i$ は $i=1, 2$ の 2 つの状態に変化することに注目されたい. 最後に ϕ を \mathbf{B}_1 と \mathbf{B}_2 に対応してそれぞれ $(-\pi/2 - \Delta\phi/2)$ と $(-\pi/2 + \Delta\phi/2)$ と置き換えることにより, 式(2・2)の関係が得られる.

■8 章演習問題

- [8.1] 30 GHz の周波数において、ある基板の上に形成された CPW の波長をするとき、図 2・2 に示す 90° スイッチドライン移相器の寸法を求め、図 2・6 に示すローディッドライン移相器の寸法と比較せよ。
- [8.2] 伝送線路に並列にアドミタンス $G + jB$ が接続された 2 ポート回路の ABCD 行列を求めよ。
- [8.3] 伝送線路にインピーダンス Z_C を持つ電気長 θ の線路が直列に接続された 2 ポート回路の ABCD 行列を求めよ。
- [8.4] 上記(2・5)と(2・6)の結果を用いて図 2・4 の回路の ABCD 行列を求めよ。
- [8.5] S_{11} 及び S_{21} の定義と式(8・A・1)から式(8・A・3)を求めよ。
- [8.6] 式(2・4)を求めよ。
- [8.7] 式(3・3)より真空中の輻射場において下記の関係があることを示せ。

$$\vec{H} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \vec{n} \times \vec{E}, \quad \vec{n} = \frac{\vec{k}}{k}$$

これは 6 章演習問題[6.9]に示した関係である。

- [8.8] 式(3・1)を電磁気学の教科書(例えば文献 8))を使って導出せよ。物理の教科書では時間依存性を $e^{-j\omega t}$ として表すことが多いが、本章ではこの時間依存性を工学で用いられる $e^{j\omega t}$ としたので注意が必要である。
- [8.9] 式(3・7)を式(3・4)と式(3・5)から導け。
- [8.10] 式(3・10)を導け。
- [8.11] 式(3・11)を利用してダイポールアンテナの利得が 2.15 dB であることを導け。
- [8.12] 式(3・15)を R_{rad} で微分することにより、 P が最大となる条件として式(3・16)が得られること示せ。

■参考文献

- 1) G.M. Rebeiz : "RF MEMS Theory, Design, and Technology," John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, Chapter 10, 2003.
- 2) 内藤喜之 : "マイクロ波・ミリ波工学," コロナ社, pp.40, 1986.
- 3) H.A. Atwater : "Circuit Design of the Loaded-line Phase Shifter," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.33, no.7, pp.626-634, 1985.
- 4) Ado, T. Furutsuka, and K. Suzuki : "2.5 GHz Low Insertion Loss MEMS Hybrid Phase Shifters Using Micro-Electro-Mechanical Switches," Japanese Journal of Applied Physics, vol.49, pp.06GN18:1-5, 2010.
- 5) K. Suzuki, H. Ado, K. Yagi, T. Furutsuka, and K. Suzuki : "Study on a Phased-Array Antenna with MEMS Switches," IEEE Transactions on Sensors and Micromachines, vol.130, no.11, pp.537-542, 2010.
- 6) T. Watanabe, R. Yamazaki, T. Furutsuka, S. Tanaka, and K. Suzuki : "A quasi-millimeter wave band phase shifter with MEMS shunt switches," Proc. of 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, WE1E-3, 2014.
- 7) パノフスキー, フィリップス : "電磁気学," 吉岡書店, pp.292, 2002.
- 8) 後藤尚久 : "図説・アンテナ," 電子情報通信学会, pp.153, 2000.
- 9) 後藤尚久 : "図説・アンテナ," 電子情報通信学会, pp.202, 2000.
- 10) ファインマン, レイトン, サイズ : "ファインマン物理学 III 電磁気学," 岩波書店, 1969.
- 11) E.J. Wilkinson : "An N-Way Hybrid Power Divider," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.8, no.1, pp.116-118, 1960.
- 12) J. Howell : "Microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.23, no.1, pp.90-93, 1975.
- 13) Y. Motoki, R. Inoue, H. Tanigawa, T. Nishino, T. Furutsuka, and K. Suzuki : "Design on MEMS Actuator for

- Driving Resonant Yagi-Uda Antenna,” Proc. of the 7th Integrated MEMS Symp., Niigata, The Japan Society of Applied Physics, 29pm1-D-1, Oct. 29, 2015.
- 14) Y. Shitanaka, T. Furutsuka, and K. Suzuki : “Fundamental research on variable frequency fluid MEMS antenna,” Proc. of the 9th Integrated MEMS Symp., Hiroshima, The Japan Society of Applied Physics, 01am2-PM-5, Oct. 31, 2017.
- 15) P.R. Karmel, G.D. Colef, and R.L. Camisa : “Introduction to Electromagnetic and Microwave Engineering,” John Wiley & Sons, Inc. New York, pp.571, 590, 1998.